



УДК 621.313.33

**КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ПО МИНИМУМУ  
ПОТЕРЬ СИСТЕМА СКАЛЯРНОГО  
УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО  
АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА****QUASI-OPTIMAL BY MINIMUM LOSSES SCALAR  
CONTROL SYSTEM OF FREQUENCY REGULATED  
INDUCTION MOTOR DRIVE**

**Щербakov Дмитрий Андреевич**, магистрант каф. «Электропривод и автоматизация промышленных установок», Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19. E-mail: [scherbakoff.dima@yandex.ru](mailto:scherbakoff.dima@yandex.ru), Тел.: +7(922)616-96-99

**Поляков Владимир Николаевич**, д-р. техн. наук, профессор каф. «Электропривод и автоматизация промышленных установок», Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19. E-mail: [v.n.polyakov@urfu.ru](mailto:v.n.polyakov@urfu.ru), Тел.: (343)3754646

**Dmitriy A. Shcherbakov**, Master student, Department «Electric Drives and Automation of Industrial Enterprises», Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin, 620002, Mira street, 19, Ekaterinburg, Russia. E-mail: [scherbakoff.dima@yandex.ru](mailto:scherbakoff.dima@yandex.ru). Ph.: +7(922)616-96-99

**Vladimir N. Polyakov**, Doctor Sc., Prof., Department «Electric Drives and Automation of Industrial Enterprises», Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin, 620002, Mira str., 19, Ekaterinburg, Russia. E-mail: [v.n.polyakov@urfu.ru](mailto:v.n.polyakov@urfu.ru). Ph.: (343)3754646

**Аннотация:** Рассматривается квазиоптимальная по минимуму потерь система скалярного управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода. Дается постановка задачи исследования и методика настройки регулятора. Приводятся математическая модель системы скалярного управления и переходные процессы, полученные при моделировании.

**Abstract:** Quasi-optimal by minimum losses regulation problem of asynchronous electrical drive with scalar control system is reviewed. Task of research and controller tuning technique are stated. Mathematical model of quasi-optimal by minimum losses scalar control system and results of transient responses mathematical modeling are included.

**Ключевые слова:** асинхронный электропривод; система скалярного управления; коэффициент мощности; переходный процесс.

**Key words:** asynchronous electrical drive; scalar control system; power factor; transient response simulation.

**ВВЕДЕНИЕ**

Асинхронные двигатели играют важную роль в современном народном хозяйстве в связи с их простотой, надёжностью и низкой ценой. Немаловажной областью их применения являются электроприводы насосов и вентиляторов, имеющие низкую динамику работы и предсказуемый момент нагрузки. Поэтому в свете современных тенденций к энергосбережению происходит массовое оснащение данных приводов частотными преобразователями и переход к регулированию скорости с помощью систем скалярного управления. Экономический эффект от подобного перехода возможно улучшить путем уменьшения потерь в двигателе, через использование энергоэффективной системы

управления. Данная работа предлагает квазиоптимальную систему управления, позволяющую уменьшить потери в установившемся режиме.

**Задачи работы:**

- разработка математической модели квазиоптимальной по минимуму потерь системы скалярного управления с регулятором коэффициента мощности;
- настройка параметров регулятора коэффициента мощности с помощью алгоритмов оптимизации;
- моделирование переходных процессов системы скалярного управления;

## ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ

На рис. 1 приведена структура системы скалярного управления асинхронного электропривода с регулятором коэффициента мощности, представляющая собой разомкнутую по току и скорости систему скалярного управления, описанную в [1]. Система регулирования коэффициента мощности строится по принципу отклонения.

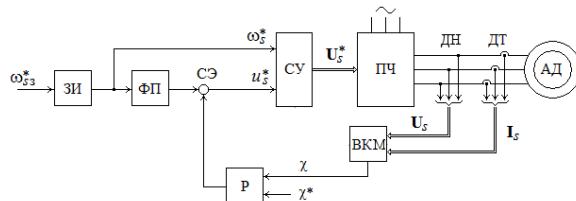


Рис. 1. Структура асинхронного электропривода: ПЧ – преобразователь частоты; АД – асинхронный двигатель; ВКМ – вычислитель коэффициента мощности; СЭ – суммирующий элемент; ФП – функциональный преобразователь; ЗИ – задатчик интенсивности; Р – регулятор коэффициента мощности; СУ – систему управления преобразователем частоты; ДН и ДТ – датчики напряжения и тока статора

Для обеспечения данного принципа регулирования устанавливается вычислитель и регулятор коэффициента мощности. Регулятор выбирается ПИД-структуры с фильтром нижних частот на входе. Методика настройки регулятора приведена ниже.

Помимо данного регулятора, в состав системы управления входит задатчик интенсивности первого порядка (ЗИ). Также в систему управления включён функциональный преобразователь (ФП), реализующий закон пропорционального управления с ограничением напряжения статора.

Одним из необходимых элементов для рассматриваемой системы является вычислитель коэффициента мощности (ВКМ), реализованный в соответствии с выражением

$$\chi_1 = \frac{u_{sx}i_{sy} + u_{sy}i_{sx}}{i_s u_s}, \quad (1)$$

где  $u_{s(x,y)}$  и  $i_{s(x,y)}$  – преобразованные к прямоугольной системе координат напряжения и токи статора;

$u_s$  и  $i_s$  – модули пространственных векторов напряжений и токов статора;

$\chi_1$  – коэффициент мощности по первым гармоникам напряжений и токов статора.

Полученное значение  $\chi_1$  подаётся на регулятор Р, структура которого описывается следующей передаточной функцией:

$$R_{\chi_1}(p) = \frac{1}{T_{\phi} p + 1} \left( k_{\chi} + \frac{1}{T_{\text{ин}} p} + T_d p \right), \quad (2)$$

где  $T_{\phi}$  – постоянная времени фильтра;

$k_{\chi}$ ,  $T_{\text{ин}}$  и  $T_d$  – коэффициент усиления, постоянная времени интегральной и дифференциальной частей регулятора соответственно;

$p = d/dt$  – оператор дифференцирования переменной по времени.

Следует заметить, что данный регулятор вступает в работу только в установившемся режиме работы электропривода, и исключается в переходных режимах по скорости.

## МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

*Модель силовой части.* При допущении линейности характеристики преобразователя частоты математическая модель АД описывается во вращающейся с произвольной угловой скоростью  $\omega_k$  прямоугольной системе координат следующими векторно-матричными уравнениями [2]:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_s &= \mathbf{K}_{\text{пч}} \mathbf{U}_s^*, \\ \mathbf{U}_s &= T_{\phi} p \mathbf{\Psi}_s + \omega_k \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_s + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s; \\ 0 &= T_{\phi} p \mathbf{\Psi}_r + \beta_k \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_r + \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r; \\ \mathbf{\Psi}_s &= \mathbf{\Psi}_m + \mathbf{L}_{s\sigma} \mathbf{I}_s; \\ \mathbf{\Psi}_r &= \mathbf{\Psi}_m + \mathbf{L}_{r\sigma} \mathbf{I}_r; \\ \mathbf{\Psi}_m &= \mathbf{F}_m \mathbf{I}_m; \\ \mathbf{I}_m &= \mathbf{I}_s + \mathbf{I}_r; \\ m &= \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_m \cdot \mathbf{I}_s; \\ m - m_c &= T_j p \omega, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\mathbf{U}_s^* = [u_{sx}^* u_{sy}^*]^T$  – вектор сигналов управления преобразователем частоты;  $\mathbf{U}_s = [u_{sx} u_{sy}]^T$  – вектор напряжений статора;  $\mathbf{I}_j$  и  $\mathbf{\Psi}_j$  – векторы токов и полных потокоцеплений обмоток статора ( $j=s$ ) и ротора ( $j=r$ ),  $\mathbf{I}_j = [i_{jx} i_{jy}]^T$  и  $\mathbf{\Psi}_j = [\psi_{jx} \psi_{jy}]^T$ ;  $\mathbf{\Psi}_m$  и  $\mathbf{I}_m$  – векторы главных потокоцеплений и результирующих намагничивающих токов,  $\mathbf{\Psi}_m = [\psi_{mx} \psi_{my}]^T$ ,  $\mathbf{I}_m = [i_{mx} i_{my}]^T$ ;  $\omega_k$  и  $\omega$  – угловая скорость вращения системы координат и ротора;  $\beta_k$  – абсолютное скольжение системы координат;  $\cdot$  и  $T$  – символы скалярного произведения и транспонирования алгебраических векторов.

В уравнениях модели силовой части электропривода введены следующие матрицы:  $\mathbf{K}_{\text{пч}}$  – диагональная матрица коэффициентов усиления идеализированного преобразователя частоты,  $\mathbf{K}_{\text{пч}} = \text{diag}[1 \ 1]$ ;  $\mathbf{R}_j$  и  $\mathbf{L}_{j\sigma}$  – матрицы активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния обмоток статора и ротора,  $\mathbf{R}_j = \text{diag}[r_j \ r_j]$  и  $\mathbf{L}_{j\sigma} = \text{diag}[l_{j\sigma} \ l_{j\sigma}]$ , где  $r_j$  и  $l_{j\sigma}$  – активные сопротивления и индуктивности

рассеяния обмоток статора ( $j=s$ ) и ротора ( $j=r$ );  $\mathbf{B}$  – матричный коэффициент,  $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ ;  $T_b$  и  $T_j$  – временные константы;  $F_m$  – нелинейный оператор, с помощью которого учитывается связь между главными потокосцеплениями и результирующими намагничивающими токами двигателя.

Уравнения модели силовой части записаны в относительных единицах.

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

**Условия моделирования.** Для моделирования переходных процессов был выбран асинхронный трёхфазный двигатель типа 4A225M4Y3 со следующими номинальными данными: мощность  $P_{ном} = 55$  кВт; коэффициент полезного действия  $\eta_{ном} = 0.925$ ; коэффициент мощности  $\chi_{1ном} = 0.9$ ; частота вращения  $n_{ном} = 1479$  об/мин. В системе относительных единиц параметры двигателя имеют следующие значения:  $r_s = 0.0265$ ;  $r_r = 0.0150$ ;  $l_{s\sigma} = 0.0843$ ;  $l_{r\sigma} = 0.14$ ;  $T_b = 0.0032$  с;  $T_j = 0.2807$  с. Характеристика намагничивания  $i_m = f(\psi_m)$  по главному магнитному пути принята линейной,  $i_m = l_m^{-1} \psi_m$ , где  $l_m = 4.2$ .

## ВЫБОР И НАСТРОЙКА РЕГУЛЯТОРА

**Выбор регулятора.** Так как объект управления является нелинейным, имеющим сложную математическую модель, то был выбран ПИД-регулятор. В процессе настройки оказалось целесообразным установка на входе регулятора апериодического звена с настраиваемой постоянной времени.

**Настройка регулятора.** Для настройки был использован итерационный алгоритм оптимизации. Критерием оптимизации является сведение оценочной функции (fitness function), к минимуму. Оценочная функция имеет следующий вид:

$$f_{оц.} = \int_0^{t_{мод.}} (\chi_1^* - \chi_1)^2 dt, \quad (4)$$

где  $\chi_1^*$  – задание на коэффициент мощности;  $\chi_1$  – текущее значение коэффициента мощности;  $t_{мод.}$  – время моделирования.

Помимо оценочной функции важную роль играет тестовое воздействие, определяемое спецификой применения регулятора. В качестве тестового воздействия используется ступенчатое воздействие, подаваемое поверх начального установившегося значения, близкого к естественному значению коэффициента мощности на данной частоте.

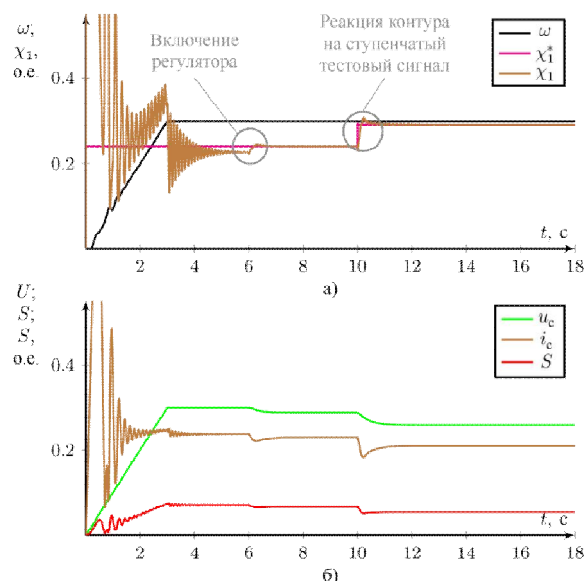


Рис. 2. Переходный процесс при настройке регулятора

Поскольку объект является нелинейным, оценочная функция может иметь несколько экстремумов и плохую сходимость. В этом случае встаёт вопрос выбора подхода к настройке регулятора. Были исследованы следующие подходы:

- генетический алгоритм глобальной оптимизации. Данный алгоритм показал хорошую сходимость при размере поколения больше 35 «особей». Ощутимый прирост качества регулирования заканчивается на 10-12 поколении. Основным недостатком данного алгоритма оказались его длительное время выполнения и неоднородность получаемых результатов.
- глобальная оптимизация роением частиц. Данный алгоритм показал неудовлетворительную сходимость и имеет вычислительную сложность аналогичную первому методу.
- локальная оптимизация методом внутренней точки. Данный подход обладает лучшим соотношением сходимость/количество вычислений, как описывается в [3]. Реализация его требует начального значения и ограничения значений изменяемых переменных. В качестве первого приближения был использован результат, получаемый при предыдущем значении частоты. Окрестность оптимизации была единой для всех методов. Для обеспечения приемлемого времени оптимизации количество обращений к математической модели

электропривода было ограничено 70 попытками.

- локальная оптимизация методом последовательного квадратичного программирования. Этот метод показал низкую сходимость при количестве обращений к модели электропривода, совпадающим с методом внутренней точки.

Из подходов, описанных выше был выбран метод внутренней точки, который характеризуется сравнительно малым количеством обращений к модели электропривода, что сокращает время оптимизации. Следует отметить, что многие сочетания параметров регулятора приводят к невозможности численного расчета и требуется реализация обработки исключений с помощью конструкции *try...catch* [4]. С помощью данной конструкции удалось успешно провести настройку регулятора в диапазоне изменения частоты 10:1 от номинального значения.

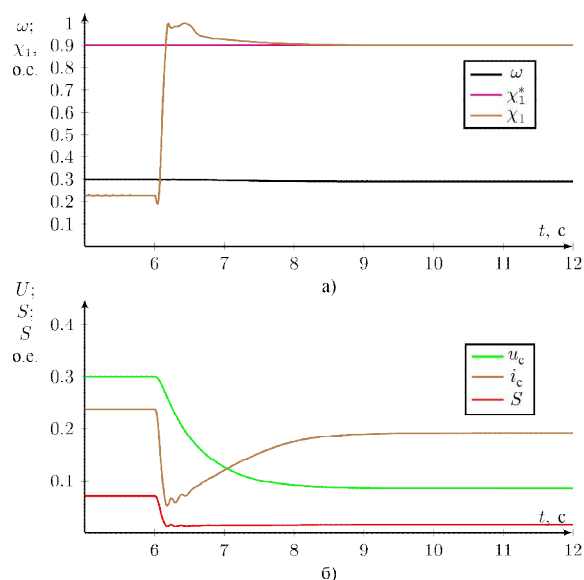


Рис. 3. Переходный процесс при настроенном регуляторе

Путём самонастройки параметров было выяснено, что параметры существенно меняются в зависимости от частоты. Аппроксимирующие аналитические зависимости оказались весьма сложными и труднореализуемыми. Поэтому принято решение разбить весь диапазон частот на поддиапазоны, в пределах которых коэффициенты регуляторов принимаются постоянными.

При введении регулятора в работу при незаконченном переходном процессе по скорости наблюдается усиление колебаний переходного процесса, хотя система все равно остаётся устойчивой.

На рис. 2 показан процесс настройки регулятора. На рис. 3 а) приведены зависимости от времени скорости, коэффициента мощности, а на рис. 3 и б) – модулей токов и напряжений, а также потребляемой полной мощности для уже настроенного регулятора.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Метод внутренней точки, использованный при настройке ПИД-регулятора и фильтра, требует значительных затрат машинного времени на выполнение. Вместе с тем он позволяет получить необходимые зависимости коэффициентов от частоты напряжения статора.

Как показали исследования, ПИД-регулятор с полученными методом оптимизации параметрами обеспечивает удовлетворительное время сходимости действительного значения коэффициента мощности к заданному значению. Время сходимости порядка 2 – 3 секунд. Наиболее быстро процессы сходятся на высоких частотах и начинают затягиваться по мере уменьшения частоты.

Исследуемая система обеспечивает уменьшение потерь в двигателе, что видно по характеру поведения потребляемых от преобразователя тока статора и полной мощности (см. рис. 3 б)). Напряжение при этом снижается.

ПИД-регулятор с фильтром на входе обеспечивает работу электропривода в диапазоне частот напряжения статора 10:1 с вентиляторной нагрузкой на валу двигателя.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction in CT and HVAC applications / F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Peders al.] // IEEE Transactions on Industry Applications. — 1998. — Vol. 34, no P. 822–831.
2. Поляков В. Н., Шрейнер Р. Т. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов переменного тока // Екатеринбург: Изд. Российского профессионально-педагогического университета. — 2012.
3. MathWorks. fmincon algorithms. — 2018. — URL: <https://www.mathworks.com/help/optim/ug/choosing-the-algorithm.html>.
4. MathWorks. Use try/catch to Handle Errors. — 2018. — URL: [https://www.mathworks.com/help/matlab/matlab\\_prog/use-trycatch-to-handle-errors.html](https://www.mathworks.com/help/matlab/matlab_prog/use-trycatch-to-handle-errors.html).